

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-121315

(43)Date of publication of application : 06.05.1997

(51)Int.Cl.

H04N 5/44

(21)Application number : 08-172370

(71)Applicant : SAMSUNG ELECTRON CO LTD

(22)Date of filing : 02.07.1996

(72)Inventor : KAN TOSEKI

(30)Priority

Priority number : 95 9520772

Priority date : 14.07.1995

Priority country : KR

95 9543526

24.11.1995

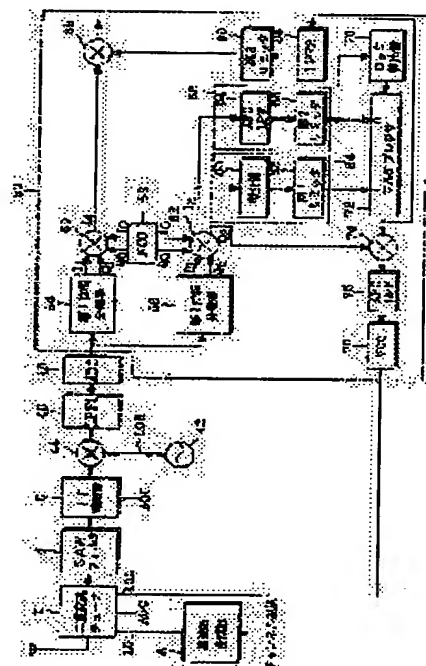
KR

(54) METHOD AND DEVICE FOR DIGITAL CARRIER RESTORATION IN TELEVISION SIGNAL RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To smoothly execute restoration of a carrier even when a frequency offset is considerably large by shifting frequency in an opposite direction by a prescribed frequency so as to conduct frequency conversion.

SOLUTION: In order to correct an IF signal of a double conversion tuner 2, the frequency is shifted in the opposite direction to the frequency deviation. In this case, the frequency of an output signal LO2 of a VCO 28 fed to a tuner 2 is adjusted at system-on. Furthermore, a local oscillating signal of an NCO 58 is adjusted. An IF signal is in existence within a band by a SAW filter 4 by tuning the frequency so as to shift the frequency fed to the tuner 2 in an opposite direction by the signal LO2.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

02.07.1996

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

2971033

[Date of registration]

27.08.1999

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-121315

(43) 公開日 平成9年(1997)5月6日

(51) Int.Cl.⁶

H04N 5/44

識別記号

庁内整理番号

F I

H04N 5/44

技術表示箇所

K

審査請求 有 請求項の数14 OL (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平8-172370

(22) 出願日 平成8年(1996)7月2日

(31) 優先権主張番号 20772/1995

(32) 優先日 1995年7月14日

(33) 優先権主張国 韓国 (KR)

(31) 優先権主張番号 43526/1995

(32) 優先日 1995年11月24日

(33) 優先権主張国 韓国 (KR)

(71) 出願人 390019839

三星電子株式会社

大韓民国京畿道水原市八達区梅灘洞416

(72) 発明者 韓 東 錫

大韓民国京畿道安養市坪村洞897番地7 號

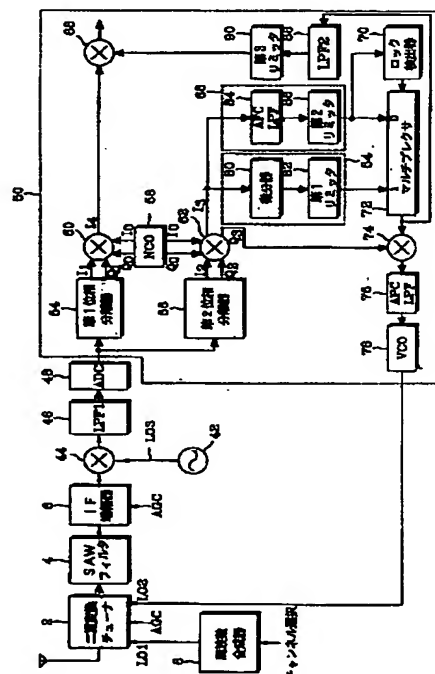
(74) 代理人 弁理士 伊東 忠彦 (外1名)

(54) 【発明の名称】 テレビジョン信号受信機におけるディジタル搬送波復旧装置及び方法

(57) 【要約】

【課題】 パイロット信号を伝送する通信方式を使用する受信システムに関し、周波数オフセットが相当に大きい場合も搬送波復旧が円滑に遂行できる改善した搬送波復旧装置及び方法を提供する。

【解決手段】 本発明は、搬送波同調がシフトする場合に備え、パイロット信号がSAWフィルタ帯域幅の基底帯域に応じた帯域幅と低域通過フィルタの帯域幅内に十分に存在できるように、予め所定の周波数だけ反対方向に周波数をシフトすることにより周波数変換を遂行する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 パイロット信号を伝送する通信方式を使用する受信システムにおいて、

このパイロット信号を含んでいる無線信号を受信し、使用者のチャンネル選択に対応する第1同調周波数にこの無線信号を同調して中間周波信号として出力する同調手段と、

この中間周波信号をこのパイロット信号が通過できる特定周波数帯域幅で濾波する濾波手段と、

この濾波手段の出力をディジタル信号処理可能な周波数帯域に周波数変換する第1周波数変換手段と、

この第1周波数変換手段の出力をディジタル信号に変換する信号変換手段と、

このディジタル信号を位相分離して第1I信号及び第1Q信号として出力する第1位相分離手段と、

このディジタル信号を低域通過濾波及び位相分離して第2I信号及び第2Q信号として出力する低域通過濾波及び第2位相分離手段と、

この第1I信号及び第1Q信号を固定された局部発振周波数と混合して基底帯域の第1I信号及び第1Q信号として出力する第2周波数変換手段と、

この第2I信号及び第2Q信号を固定された局部発振周波数と混合して基底帯域の第2I信号及び第2Q信号として出力する第3周波数変換手段と、

この基底帯域の第2I信号内のパイロット信号により周波数誤差を検出し、この基底帯域の第2Q信号から位相誤差を検出してこの誤差を補正する誤差補正值を作り、この誤差補正值にこの第1同調周波数の初期シフト状況に備えた予備補正周波数値を加えた第2同調周波数をこの同調手段に提供し、この同調手段がこの第1同調周波数を補正するように制御する同調補正手段と、から構成されることを特徴とするディジタル搬送波復旧装置。

【請求項2】 この同調補正手段は、

この基底帯域の第2I信号内のパイロット信号により大きな範囲の周波数誤差を検出して周波数誤差の速い補正を行なわせる第1誤差検出値を出力する周波数誤差速応検出手段と、

この基底帯域の第2I信号内のパイロット信号により小さい範囲の周波数誤差を検出して周波数誤差の精密な補正を行なわせる第2誤差検出値を出力する周波数誤差精密検出手段と、

予め設定された周波数誤差臨界値を有し、この第2誤差検出値がこの臨界値より更に大きいことに応答して第1選択制御信号を出力し、この臨界値より小さいことに応答して第2選択制御信号を出力する誤差検出選択制御手段と、

この第1選択制御信号に応答してこの第1誤差検出値を選択し、この第2選択制御信号に応答してこの第2誤差検出値を選択する誤差検出選択手段と、

この誤差検出選択手段から選択された第1誤差検出値ま

たは第2誤差検出値とこの基底帯域の第2Q信号とを混合して周波数誤差及び位相誤差検出値を出力する混合手段と、

この周波数誤差及び位相誤差検出値から誤差補正值を生成し、この第1同調周波数の初期シフト状況に備えた予備補正周波数値をこの誤差補正值に加えてこの第2同調周波数を出力する第2同調周波数発生手段と、

周波数誤差及び位相誤差がないとき、基底帯域の第2周波数変換手段から出力される第1I信号の位相状態をこの誤差検出選択手段の出力値により補正する位相状態補正手段と、から構成されることを特徴とする請求項1に記載のディジタル搬送波復旧装置。

【請求項3】 この周波数誤差速応検出手段は、

この基底帯域の第2I信号を微分して出力する微分器と、

この微分器の出力をリミッティングして出力するリミッターと、から構成される請求項2に記載のディジタル搬送波復旧装置。

【請求項4】 この周波数誤差精密検出手段は、

この基底帯域の第2I信号を低域濾波して出力する低域通過フィルタと、

この低域通過フィルタの出力をリミッティングして出力するリミッターと、からなる請求項2に記載のディジタル搬送波復旧装置。

【請求項5】 この同調補正手段は、

この基底帯域の第2I信号内のパイロット信号により周波数誤差を検出して誤差検出値を出力する周波数誤差検出手段と、

この誤差検出値とこの基底帯域の第2Q信号を混合して周波数誤差及び位相誤差検出値を出力する混合手段と、

この周波数誤差及び位相誤差検出値から誤差補正值を生成し、この第1同調周波数の初期シフト状況に備えた予備補正周波数値をこの誤差補正值に加えてこの第2同調周波数を出力する第2同調周波数発生手段と、

周波数誤差及び位相誤差がないとき、基底帯域の第2周波数変換手段から出力される第1I信号の位相状態を誤差検出値により補正する位相状態補正手段と、から構成されることを特徴とするディジタル搬送波復旧装置。

【請求項6】 この周波数誤差検出手段は、

この基底帯域の第2I信号を低域濾波して出力する低域通過フィルタと、

この低域通過フィルタの出力をリミッティングして出力するリミッターと、からなる請求項5に記載のディジタル搬送波復旧装置。

【請求項7】 パイロット信号を伝送する通信方式を使用する受信システムにおいて、

このパイロット信号を含んでいる無線信号を受信し、使用者のチャンネル選択に対応する第1同調周波数とこの第1同調周波数初期シフト状況に備えた予備補正周波数とを加え、第2同調周波数にこの無線信号を同調して中間

周波信号として出力する同調手段と、
 この中間周波信号をこのパイロット信号が通過できる特定な周波数帯域幅に濾波する濾波手段と、
 この濾波手段の出力をデジタル信号処理可能な周波数帯域に周波数変換する第1周波数変換手段と、
 この第1周波数変換手段の出力をデジタル信号に変換する信号変換手段と、
 このデジタル信号を位相分離して第1 I 信号及び第1 Q 信号として出力する第1位相分離手段と、
 このデジタル信号を低域通過濾波及び位相分離して第2 I 信号及び第2 Q 信号として出力する低域通過濾波及び第2位相分離手段と、
 この第1 I 信号及び第1 Q 信号を局部発振周波数と混合して基底帯域の第1 I 信号及び第1 Q 信号として出力する第2周波数変換手段と、
 この第2 I 信号及び第2 Q 信号をこの局部発振周波数と混合して基底帯域の第2 I 信号及び第2 Q 信号として出力する第3周波数変換手段と、
 この基底帯域の第2 I 信号内のパイロット信号により周波数誤差を検出し、この基底帯域の第2 Q 信号から位相誤差を検出してこの誤差を補正する誤差補正值を作ってこの局部発振周波数を補正する同調補正手段と、からなることを特徴とするデジタル搬送波復旧装置。
 【請求項8】 この同調補正手段は、
 この基底帯域の第2 I 信号内のパイロット信号により大きい範囲の周波数誤差を検出して周波数誤差の速い補正を行なわせる第1誤差検出値を出力する周波数誤差速応検出手段と、
 この基底帯域の第2 I 信号内のパイロット信号により小さい範囲の周波数誤差を検出して周波数誤差の精密な補正を行なわせる第2誤差検出値を出力する周波数誤差精密検出手段と、
 予め設定された周波数誤差の臨界値を有し、この第2誤差検出値がこの臨界値より更に大きいことに応答して第1選択制御信号を出力し、この臨界値より小さいことに応答して第2選択制御信号を出力する誤差検出選択制御手段と、
 この第1選択制御信号に応答してこの第1誤差検出値を選択し、この第2選択制御信号に応答してこの第2誤差検出値を選択する誤差検出選択手段と、
 この誤差検出選択手段から選択された第1誤差検出値または第2誤差検出値とこの基底帯域の第2 Q 信号とを混合して周波数誤差及び位相誤差検出値をこの局部発振周波数として提供する混合手段と、
 周波数誤差及び位相誤差がないとき、基底帯域の第2周波数変換手段から出力される第1 I 信号の位相状態をこの誤差検出選択手段の出力値により補正する位相状態補正手段と、からなる請求項7に記載のデジタル搬送波復旧装置。

【請求項9】 この周波数誤差速応検出手段は、

この基底帯域の第2 I 信号を微分して出力する微分器と、
 この微分器の出力をリミッティングして出力するリミッターと、からなる請求項8に記載のデジタル搬送波復旧装置。

【請求項10】 この周波数誤差精密検出手段は、
 この基底帯域の第2 I 信号を低域濾波して出力する低域通過フィルタと、
 この低域通過フィルタの出力をリミッティングして出力するリミッターと、からなる請求項8に記載のデジタル搬送波復旧装置。

【請求項11】 この同調補正手段は、
 この基底帯域の第2 I 信号内のパイロット信号により周波数誤差を検出して誤差検出値を出力する周波数誤差検出手段と、
 この誤差検出値とこの基底帯域の第2 Q 信号とを混合して周波数誤差及び位相誤差検出値をこの局部発振信号として提供する混合手段と、

周波数誤差及び位相誤差がないとき、基底帯域の第2周波数変換手段から出力される第1 I 信号の位相状態を誤差検出値により補正する位相状態補正手段と、からなることを特徴とするデジタル搬送波復旧装置。

【請求項12】 この周波数誤差検出手段は、
 この基底帯域の第2 I 信号を低域濾波して出力する低域通過フィルタと、
 この低域通過フィルタの出力をリミッティングして出力するリミッターと、からなる請求項11に記載のデジタル搬送波復旧装置。

【請求項13】 パイロット信号を搬送波に伝送する通信方式を使用するテレビジョン受信機で搬送波を復旧する方法において、

このパイロット信号を含む受信された無線信号を予め設定された第1同調周波数により中間周波信号に同調する第1同調過程と、

この中間周波信号をこのパイロット信号が通過できる特定な周波数帯域でのみ濾波する濾波過程と、

この特定な周波数帯域濾波された信号をデジタル信号処理可能な周波数帯域に第1周波数変換する第1周波数変換過程と、

この第1周波数変換された出力をデジタル信号に変換する信号変換過程と、

このデジタル信号を位相分離して第1 I 信号及び第1 Q 信号に出力し、このデジタル信号を低域通過濾波及び位相分離して第2 I 信号及び第2 Q 信号として出力する低域通過濾波及び位相分離過程と、

この第1 I 信号及び第1 Q 信号を固定された局部発振周波数と混合して基底帯域の第1 I 信号及び第1 Q 信号として出力し、この第2 I 信号及び第2 Q 信号をこの固定された局部発振周波数と混合して基底帯域の第2 I 信号及び第2 Q 信号として出力する第2周波数変換過程と、

この基底帯域の第2 I 信号内のパイロット信号により周波数誤差を検出し、この基底帯域の第2 Q 信号から位相誤差を検出してこの誤差を補正する誤差補正值を作り、この誤差補正值にこの第1 同調周波数の初期シフト状況に備えた予備補正周波数値を加え、この第1 同調周波数を補正するように制御する同調補正制御過程と、からなることを特徴とする搬送波復旧方法。

【請求項14】 パイロット信号を搬送波に伝送する通信方式を使用するテレビジョン受信機で搬送波を復旧する方法において、

このパイロット信号を含んでいる無線信号を受信し、使用者のチャンネル選択に対応する第1 同調周波数とこの第1 同調周波数の初期シフト状況に備えた予備補正周波数とを加え、第2 同調周波数にこの無線信号を同調して中間周波信号として出力する同調過程と、

この中間周波信号をこのパイロット信号が通過できる特定の周波数帯域幅に濾波する濾波過程と、

この濾波過程で濾波された信号をディジタル信号処理可能な周波数帯域に周波数変換する第1 周波数変換過程と、

この第1 周波数変換過程で周波数変換された信号をディジタル信号に変換する信号変換過程と、

このディジタル信号を位相分離して第1 I 信号及び第1 Q 信号として出力し、このディジタル信号を低域通過濾波及び位相分離して第2 I 信号及び第2 Q 信号として出力する低域通過濾波及び位相分離過程と、

この第1 I 信号及び第1 Q 信号を局部発振周波数と混合して基底帯域の第1 I 信号及び第1 Q 信号として出力し、この第2 I 信号及び第2 Q 信号をこの局部発振周波数と混合して基底帯域の第2 I 信号及び第2 Q 信号として出力する第2 周波数変換過程と、

この基底帯域の第2 I 信号内のパイロット信号により周波数誤差を検出し、この基底帯域の第2 Q 信号から位相誤差を検出してこの誤差を補正する誤差補正值を作つてこの局部発振周波数を補正する同調補正過程と、からなることを特徴とする搬送波復旧方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明はテレビジョン信号受信システムに関し、特に、高画質テレビジョン (High Definition Television) の受信機で搬送波信号の周波数帯域のみ正確に通過させるようにパイロット信号を利用して搬送波信号の周波数及び位相のオフセットを補償する搬送波復旧装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 搬送波にパイロット信号を伝送する通信方式では、VSB (残留側波帯)、DSB (両側波帯)、及びSSB (単側波帯) 等がある。このとき、パイロット信号は、搬送波を正確に復旧するために送信時

搬送波に伝送される。このように搬送波にパイロット信号を伝送する通信方式の一例を図1に示す。

【0003】 図1は、米国の8-レベルVSB HDTV 受信機の一部であつて、同調部、IF 部及び搬送波復旧装置等を示す図である。同図は、United States Advanced Television System Committeeで1995年4月12日付で発行した題名“Guide to the Use of the Digital Television For HDTV Transmission”のページ100に開示されている。

【0004】 同図を参照して、受信機の受信過程の動作を説明すれば次の通りである。アンテナを通じて受信されたRF 信号は、二重変換チューナ2に印加される。この二重変換チューナ2は、受信されたRF 信号を周波数合成器8が発生する固定された局部発振信号LO1により同調して920MHz 帯域の1次IF 信号に変換する。このとき、この二重変換チューナ2は、受信機の自動利得制御AGCに応答して出力信号の利得制御も遂行する。この二重変換チューナ2から出力されるIF 信号は、SAW (表面弾性波) フィルタ4にわたつて所定帯域幅のIF 信号に濾波される。このSAW フィルタ4は、図3に示す周波数スペクトルを参照すれば、IF 信号を例えば、6MHz の帯域幅 (41~47MHz) に濾波する特性を有する。このとき、パイロット信号は、このSAW フィルタ4の周波数帯域に属したIF 信号の上位遮断周波数の3dB地点に位置していることを一例としてあげている。

【0005】 このSAW フィルタ4を通過した6MHz 帯域幅のIF 信号は、IF 増幅器6から増幅された後搬送波復旧装置10に印加される。このときの増幅利得は、受信機から提供される自動利得制御AGCにより決定される。受信機での搬送波復旧装置10は、通常周波数及び位相ロックループ装置 (FPLL) と言われる。この搬送波復旧装置10は、復調した基底帯域信号から周波数誤差と位相誤差とを抽出してこの二重変換チューナ2に局部発振信号LO2を印加する。そうすれば、この二重変換チューナ2は、局部発振信号LO2により局部発振信号LO1による同調を精密に補正することにより、更に精密した同調を遂行するようになる。

【0006】 この搬送波復旧装置10の特定詳細は、1977年度に発行されたIEEE Trans. on Consumer Electronics Vol C E-23 NO3. のページ358-365に開示されている。以下、この搬送波復旧装置10の動作をより詳細に説明する。この搬送波復旧装置10内の局部発振器12では、IF 増幅器6から出力されるIF 信号を基底帯域に周波数変換させるための所定MHz の局部発振信号LO3を発生する。この局部発振信号LO3は、移相器14で位相が90° 移相されて第1 混合器16に印加

され、第2混合器18には直接印加される。

【0007】従って、IF増幅器6から出力される増幅されたIF信号は、第1混合器16で90°位相移相された局部発振信号LO3と乗じられた後（同調後）、第1低域通過フィルタLPF1 20を通じて基底帯域の信号に周波数変換される。また、この増幅されたIF信号は、第2混合器18で局部発振信号LO3と乗じられた後（同調後）、第2低域通過フィルタLPF2 22を通じて基底帯域の信号に周波数変換される。ここで、第1混合器16の出力信号はI信号、第2混合器18の出力信号はQ信号である。そして、この第1低域通過フィルタLPF1 20はI信号の2次高調波成分（映像周波数成分）を除去し、I信号の基底帯域信号のみを通過させ、第2低域通過フィルタLPF2 22もこれと同様にQ信号の2次高調波成分（映像周波数成分）を除去し、Q信号の基底帯域信号のみを通過させる役割を遂行する。

【0008】このとき、第1低域通過フィルタLPF1 20に入力されるI信号の基底帯域信号は、二重変換チューナ2で正確に同調を遂行したときは、パイロット信号が0（零）Hzに位置し、正確に同調しないときは、このパイロット信号が正の基底帯域であったりあるいは負の基底帯域に存在するようになる。ここで、SAWフィルタ4がパイロット信号を濾波しない場合は、搬送波復旧装置10では搬送波復旧を遂行できない。従って、このパイロット信号が正の基底帯域にあったり、あるいは負の基底帯域に存在するときは、周波数オフセット（すなわち、搬送波周波数の復調周波数間の差）が発生するようになる。周波数オフセットが発生することは、結局、二重変換チューナ2が同調しようとする周波数と実際同調する周波数とが一致しない差異があるからである。

【0009】この周波数オフセットが存在する場合、この第1低域通過フィルタLPF1 20の出力信号（I信号）は余弦波、この第2低域通過フィルタLPF2 22の出力信号（Q信号）は正弦波になる。このとき、第1低域通過フィルタLPF1 20の出力信号（I信号）は、自動周波数制御低域通過フィルタ（以下、“AFC LPF”と略称）24及びリミッター26を通じて正弦波に変換される。このAFC LPF24は、第1低域通過フィルタLPF1 20の出力信号（I信号）にあるパイロット信号が検出する周波数を追従できるようにする。そして、このリミッター26から出力される+1または-1信号が時間に応じて変わることは、周波数誤差があることを意味する。

【0010】このリミッター26の出力は、混合器30で第2低域通過フィルタLPF2 22の出力信号（Q信号；正弦波）と乗じられてDC信号に変換される。このDC信号は、自動位相制御低域通過フィルタ（以下、“APC LPF”と略称）32を通じて周波数誤差を

除去する方向にVCO（電圧制御発振器）34を制御する。VCO34は、APC LPF32の周波数誤差除去制御にตอบสนองして局部発振信号LO2を二重変換チューナ2に出力する。

【0011】もしも、この制御により周波数誤差をすべて除去すれば、リミッター26の出力は、時間に応じて変換しないで1または-1に固定される。これは、周波数誤差がないことを意味する。このときは、第2低域通過フィルタLPF2 22の出力のみが混合器30で作用を行なうので、搬送波復旧装置10が一つのPLLとして役割し、このとき、混合器30の出力は、APC LPF32を通過して残留位相誤差を除去する方向にVCO34を制御する。

【0012】この搬送波復旧装置10の動作をまとめると、搬送波信号、復調周波数信号、及び周波数オフセットを抽出し、まず周波数誤差を補正するループとして動作し、次は、自動的に位相誤差を追跡するループとして動作する。この搬送波復旧装置10で周波数プライン領域は、約±100kHzとして比較的狭い範囲である。そして、SAWフィルタ4の濾波特性に従う6MHzの周波数帯域幅から搬送波復旧のために送信されたパイロット信号を抽出しなければならない。そこで、AFC LPF24に入力される信号はパイロット信号の観点からみて、パイロット信号を除いた6MHz周波数帯域幅内の信号は相当な雑音成分になる。

【0013】また、SAWフィルタ4は正確に6MHz帯域幅の信号のみを通過させるので、搬送波のオフセットが相当に激しい場合は、パイロット信号がこのSAWフィルタ4の帯域幅外に存在するようになる。この場合、搬送波復旧装置10はパイロット信号をまったく探し出せないようになり、これにより、搬送波復旧は完全に不能になる。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】従って、本発明の目的は、周波数オフセットが相当に大きい場合も搬送波復旧が円滑に遂行できる改善した搬送波復旧装置及び方法を提供することにある。本発明の他の目的は、搬送波復旧をデジタルで処理するデジタル搬送波復旧装置及び方法を提供することにある。

【0015】本発明のまた他の目的は、周波数オフセットを補正する方向に予めシフトするように同調するデジタル搬送波復旧装置及び方法を提供することにある。本発明の更に他の目的は、搬送波復旧を遂行するための周波数プライン領域が任意に可変させ得るデジタル搬送波復旧装置及び方法を提供することにある。

【0016】

【課題を解決するための手段】このような目的を達成するために、本発明は、搬送波同調がシフトする場合に備え、パイロット信号がSAWフィルタ帯域幅の基底帯域に対応した帯域幅と低域通過フィルタの帯域幅内に十分

に存在できるように、予め所定な周波数だけの反対方向に周波数をシフトすることにより周波数変換を遂行する。

【0017】

【発明の実施の形態】以下、本発明の好適な実施例を添付図面を参照して詳細に説明する。なお、図面中、同じ構成要素及び同一な部分には、可能な限り共通する参照番号及び符号を使用している。まず、本発明のより明確な理解を助けるために、図3、図4、及び図5の周波数スペクトルを参照して説明する。

【0018】本発明では、二重変換チューナ2を通過したIF信号の3dB周波数帯域を図3に示すように41.31～46.69 MHzと仮定し、パイロット信号を46.69 MHzにあると仮定する。これは、米国の8-レベルVSB HDTVの規格である。従って、このIF信号がSAWフィルタ4を通過すれば、IF信号中41.31～46.69 MHz以外の周波数成分は完全に除去される。しかし、初期に二重変換チューナ2により同調して周波数変換したIF信号が図4に示すように0.3 MHz（IF信号の中心周波数44 MHz→44.3 MHz）だけずれている場合は、パイロット信号は、SAWフィルタ4の濾波帯域幅の3dB内に存在できない。図4を参照するに、このときのパイロット信号は、46.99 MHzになってSAWフィルタ4の濾波帯域幅の3dB内に存在できないようになる。

【0019】本発明では、二重変換チューナ2の出力であるIF信号が周波数0.3 MHzだけずれているとき、図3に示したIF信号のようになることができるように、二重変換チューナ2及びNCO（数値制御発振器）58を調整する。二重変換チューナ2を調整する実施例は、図2及び図8を参照して説明され、NCO58を調整する実施例は、図9及び図10を参照して説明されるであろう。このとき、図3に示したIF信号のように、二重変換チューナ2の出力であるIF信号が補正されるようにするためには、周波数がずれているだけの反対方向にシフトするように二重変換チューナ2を同調する。

【0020】ずれているだけの反対方向にシフトするように同調することは、システムオン（on）時、二重変換チューナ2に局部発振信号LO2として入力されるVCO78の出力周波数を調整することにより行なわれる。また、NCO58の局部発振信号を調整することにより行なわれる。局部発振信号LO2により二重変換チューナ2を反対方向にシフトするように同調すれば、IF信号のパイロット信号は、図5に示すように46.39 MHzになる（正常的な場合は、図3に示すように、46.69 MHzになる）。この46.39 MHzのパイロット信号は、SAWフィルタ4の濾波帯域幅に十分に存在することが分る。

【0021】二重変換チューナ2から出力される図2に示したIF信号を図4に示すように作るために、本発明

の構成の実施例は図2のようである。図2は、本発明に従う受信機と同調部、IF部、及び搬送波復旧装置50、すなわちFPLL部を示す図であって、二重変換チューナ2、SAWフィルタ4及びIF増幅器6の構成は、図1に示した構成要素と同様である。

【0022】IF増幅器6から増幅されたIF信号は、混合器44で第3局部発振器42から発生する局部発振信号LO3と乗じられて（同調して）基底帯域に近い信号に周波数変換される。本発明では、図3に示したような46.69 MHzのパイロット信号が混合器44から出力されるときは、図6に示すように、2.69 MHzに周波数変換されることを一例として説明する。すなわち、このときの第3局部発振器42の局部発振信号LO3の周波数は、46.69 MHz + 2.69 MHzである。この混合器44の出力から第1低域通過フィルタLPF146を通じて2次高調波成分（映像周波数成分）が除去され、第1低域通過フィルタLPF146の出力信号は、A/D変換器48を通じてデジタル信号に変換して搬送波復旧装置50に印加される。この第3局部発振器42及び混合器44は、A/D変換器48で信号をデジタル処理可能になるようにするために、信号の周波数帯域幅を低い周波数帯域に変換する。

【0023】本発明に従う搬送波復旧装置50は、図2に示したように第1位相分離器54、低域通過フィルタLPF及び第2位相分離器56、NCO58、混合器60及び62、周波数誤差速応検出部64、周波数誤差精密検出部66、ロック検出器70、マルチプレクサー72、混合器74、APC LPF76及びVCO78からなる。

【0024】このA/D変換器48で変換されたデジタル信号は、第1位相分離器54にわたって複素信号I₁及びQ₁に分離され、この複素信号I₁及びQ₁は、混合器60で固定されたNCO58の発振周波数の複素信号I₀及びQ₀と乗じられて基底帯域に周波数変換される。このとき、この第1位相分離器54は、ヒルベルト（Hilbert）変換を遂行してこの複素信号I₁及びQ₁を出力する。

【0025】また、このA/D変換器48で変換されたデジタル信号は、低域通過フィルタLPF及び第2位相分離器56にわたって複素信号I₂、及びQ₂に分離され、この複素信号I₂及びQ₂は、混合器60で固定されたNCO58の発振周波数の複素信号I₀及びQ₀と乗じられて基底帯域に周波数変換される。このNCO58の固定された発振周波数は、A/D変換器48の入力信号のパイロット周波数を基底帯域に変換させるための周波数値であって、本実施例では2.69 MHzである。このNCO58から提供される発振周波数2.69 MHzの複素信号成分中、I₀は実数側信号、Q₀は虚数側信号である。

【0026】この低域通過フィルタLPF及び第2位相

分離器56での第2位相分離器はヒルベルト変換を遂行し、低域通過フィルタLPFは所定低域の信号を通過させる。このとき、この低域通過フィルタの遅延素子のタップ長さは、上方信号経路の第1位相分離器54で遅延する時間だけ設定することが望ましい。それは、混合器60及び62で乗じられる二つの信号が同一な時点上に存在するようにするためである。この低域通過フィルタLPFの本発明に従う一例であって、濾波帯域幅を図6に示すように0~3.29MHzとしている。この濾波帯域幅は、要求される周波数プライン領域に従って可変するように決定され得る。

【0027】低域通過フィルタLPF及び第2位相分離器56から出力される複素信号 I_2 及び Q_2 は、混合器62で固定されたNCO58の複素信号 I_0 及び Q_0 と乗じられて基底帯域に周波数変換される。このとき、混合器62で正の周波数側波帯に生成される基底帯域周波数に変換される。もしも、搬送波同調が図3に示したように理想的な場合、この混合器62から出力される信号の周波数帯域(周波数プライン領域)は、図6に示すように2.69~3.29MHzである。このときのパイロット信号は2.69MHzであり、この周波数プライン領域のエッジに位置している。

【0028】この混合器62から出力される複素信号 I_3 及び Q_3 中、同位相成分信号 I_3 は、周波数誤差速応検出部64及び周波数誤差精密検出部66に同時に印加される。この周波数誤差速応検出部64は、微分器80と第1リミッター82とから構成される。この微分器80では、混合器62から出力される同位相成分信号 I_3 を微分し、第1リミッター82では、微分器80から微分された信号をリミッティングして+1または-1として出力する。微分器80は、周波数オフセットが大きい場合優れた性能を示すので、この場合は、搬送波復旧装置50の速い収束を保障する。従って、周波数誤差が大きい場合(同位相成分信号 I_3 は、周波数誤差が大きいほど高周波数の方に位置する)。第1リミッター82は+1及び-1を反復して出力する。

【0029】周波数誤差精密検出部66は、AFC LPF84と第2リミッター86とからなる。このAFC LPF84では、混合器62から出力される同位相成分信号 I_3 を低域濾波(積分)し、第2リミッター86では、AFC LPF84で低域濾波された信号をリミッティングして+1または-1として出力する。このAFC LPF84は、周波数オフセットが少ない場合優れた性能(誤動作を発生する雑音成分を除去する。)を示すので、この場合は、搬送波復旧装置50の精密な収束を保障する。従って、周波数誤差が少ない場合(同位相成分信号 I_3 は、周波数誤差が少ないほど低周波数の方に位置する)。第2リミッター86は、+1及び-1を反復して出力する。

【0030】第1リミッター82の出力は、マルチプレ

クサー72の入力端1に印加される。第2リミッター86の出力は、このマルチプレクサー72の入力端0に印加され、ロック検出器70にも印加される。ロック検出器70は、この第2リミッター86の出力が+1から-1に(または-1から+1に)遷移する周期を検査してこのマルチプレクサー72の入力端を選択する。もしも、遷移する周期が予め設定された臨界周期より小さければ(すなわち周波数誤差が大きければ)、ロック検出器70はマルチプレクサー72の入力端1を選択する。しかし、もしも周波数誤差がだんだん減少し、第2リミッター86の出力が+1から-1への遷移周期が長くなって結局予め設定された臨界周期より大きくなれば、ロック検出器70は、マルチプレクサー72が入力端0を選択するようにする。この入力端0の選択は、混合器60の出力信号 I_4 が周波数ロックされていくことを意味する。

【0031】従って、マルチプレクサー72は周波数誤差が大きければ入力端1を、周波数誤差がだんだん小さければ入力端0を選択する。結局、マルチプレクサー72の出力値は周波数誤差の検出程度に従って異なる。もしも、周波数誤差がなかったりあるいはすべて除去されれば、マルチプレクサー72の出力は1または-1として固定される。マルチプレクサー72の出力値は、混合器74及び低域通過フィルタLPF288に印加される。

【0032】この混合器74は、混合器62の出力である Q_3 信号とこのマルチプレクサー72の出力値を混合して出力する。この混合器62から出力される Q_3 信号は位相誤差を示す値として、この位相誤差は、周波数誤差の補正が行なわれてから遂行される。従って、周波数誤差がある場合この Q_3 信号は何の意味がない。まず、このマルチプレクサー72の出力値、すなわち周波数誤差の検出程度が大きいと仮定する。混合器62の出力信号 Q_3 とマルチプレクサー72の出力とは混合器74で混合され、その後、APC LPF76にわたってVCO78に印加される。

【0033】従って、このVCO78は、パイロット信号の周波数と復調した信号の周波数とを一致させるように制御するだけでなく、搬送波同調周波数がシフトするように制御する。すなわち、シフトした搬送波同調周波数の場合、図5に示すように46.39MHzになる(正常的な搬送波同調の場合、図3に示すように46.69MHzになる)。

【0034】このVCO78で制御された値は、二重変換チューナ2に局部発振信号LO2として提供される。この局部発振信号LO2は、図3及び図5に示すような実施例である場合、周波数が一致するようにする周波数調整値に0.3MHzを加えた値になる。従って、二重変換チューナ2は、局部発振信号LO2により周波数を変換して同調を遂行する。

【0035】図7において、局部発振信号LO2は、IF信号の周波数のずれただけの反対方向（またはそれ以上）にずれるように同調する周波数値によりシフトすることにより、パイロット信号が周波数ブルーイン領域の中央にあることが分る。このような動作を反復して搬送波復旧装置50は、周波数誤差の補正を繰り返して遂行する。

【0036】次に、パイロット信号の周波数と復調した信号の周波数とが一致すれば、搬送波復旧装置50内のマルチプレクサー72の出力は1または-1として固定される。このときは、混合器62の出力のみが混合器74で作用を行うので、搬送波復旧装置50が、一つのPLLとしての役割を行う。そこで、混合器74の出力は、APC LPF76を通過して残留位相誤差を除去する方向にVCO78を制御する。そうすれば、VCO78は、それに対応する値で二重変換チューナ2に局部発振信号LO2を提供する。

【0037】搬送波復旧装置50が搬送波復旧を完了すれば、マルチプレクサー72の出力が+1または-1への維持が理想的である。しかしながら、信号対雑音比（S/N比）の特性が悪い場合、すなわち、雑音の多い信号の場合は、マルチプレクサー72の出力が反転するようになる。この場合も、ロックを維持するためにマルチプレクサー72の出力から出力される信号は、第2低域通過フィルタLPF288で低域濾波され、第3リミッター90でリミッティングされる。その後乗算器68に印加される。もしも、信号対雑音比（S/N比）の特性が常によい場合は、この第2低域通過フィルタLPF288及び第3リミッター90がなくてもよい。

【0038】この乗算器68は、混合器60を通過した同位相信号14とこの第3リミッター90から出力される信号を乗じて出力する。周波数が完全にパイロット信号にロックされる時、この第3リミッター90の出力は、位相がシフトしない場合は+1、位相が180°シフトした場合は-1である。そこで、この乗算器68は、位相が180°シフトした場合、同位相信号14の位相を再び180°移相するようにする。この乗算器68の出力は、受信機の次の信号処理部に伝達される。

【0039】このように本発明では、初期に二重変換チューナ2の周波数のずれている程度と低域通過フィルタ及び第2位相分離器56の伝達特性を調整すれば、周波数ブルーイン領域が決定できる。図8乃至図10においては、本発明の搬送波復旧装置50の多様な実施例を示している。

【0040】図8に示す実施例では、図2に示した周波数誤差速応検出部64（すなわち、微分器80、第1リミッター82）、ロック検出器70及びマルチプレクサー72を省略している。図8に示す実施例は、図2に示した実施例より搬送波の復旧時間が少し長くなる短所があるが、簡単なロジック構成が可能であるという長所がある。

【0041】図9に示す実施例では、第2局部発振信号LO2を発生する第2次局部発振器92の使用を特徴とする。このとき、第2次局部発振器92の周波数は、初期に二重変換チューナ2の周波数のずれているだけの反対方向にシフトするように設定される。すなわち、初期に二重変換チューナ2の周波数のずれが問題になる場合は、図4のようになるときであるので、第2局部発振信号LO2を反対方向にずれるように設定することは十分に予想できる。そして、図9に示す実施例では、搬送波復旧装置50内のNCO58は、APC LPF76の出力値に応じて発振周波数値が可変することとを特徴とする。このとき、搬送波復旧装置50は、図8に示した実施例のように実現される。図9に示すような実施例では、搬送波復旧装置50の全体がデジタル化できるので、一つのICで製作するのに有利な構造を有する。

【0042】図10に示す実施例では、図9に示した実施例と同様に、第2局部発振信号LO2を発生する第2次局部発振器92を固定発振器として使用することとを特徴とする。そして、搬送波復旧装置50内のNCO58は、APC LPF76の出力値に応じて発振周波数値が可変することとを特徴とする。このとき、搬送波復旧装置50は、図2に示した実施例のように実現される。従って、図10に示すような実施例では、搬送波復旧装置50の全体をデジタル化できるので、一つのICで製作するのに有利な構造を有するだけでなく、搬送波の復旧時間も短くなる長所がある。

【0043】更に、本発明は、このような実施例にのみ限定されることなく、本発明の旨を外れない限り多様な変形が可能である。

【0044】

【発明の効果】以上述べてきたように、本発明は、搬送波同調がシフトする場合に備え、パイロット信号がSAWフィルタ帯域幅の基底帯域に応じた帯域幅と低域通過フィルタの帯域幅内に十分に存在できるように、予め所定の周波数だけ反対方向に周波数をシフトすることにより周波数変換を遂行するので、搬送波信号の周波数帯域のみ正確に通過させ得るという長所がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】米国の8-レベルVSB HDTV受信機と同調部、IF部、及び搬送波復旧装置（すなわち、FPLL）を示す図である。

【図2】本発明に従う受信機と同調部、IF部、及び搬送波復旧装置（すなわちFPLL）を示す図である。

【図3】搬送波同調が正常な場合、SAWフィルタ帯域幅内に存在するIF信号のパイロット信号を示す周波数スペクトル図である。

【図4】搬送波同調がシフトする場合、SAWフィルタ帯域幅の終端部に存在するIF信号のパイロット信号を示す周波数スペクトル図である。

【図5】搬送波同調がシフトする場合に備えて搬送波同

調の補償を遂行することにより、パイロット信号がSAWフィルタ帯域幅に十分に存在していることを示す図である。

【図6】図3のように正常である場合、SAWフィルタ帯域幅及び低域通過フィルタ帯域幅により搬送波復旧装置がパイロット信号が検出できる余裕区間を示す周波数スペクトル図である。

【図7】図5のように補償することにより、搬送波復旧装置がパイロット信号が検出できる余裕区間を十分に確保していることを示す周波数スペクトル図である。

【図8】本発明の搬送波復旧装置の多様な一例を示す図である。

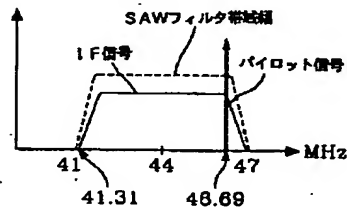
【図9】本発明の搬送波復旧装置の他の実施例を示す図である。

【図10】本発明の搬送波復旧装置の更に他の実施例を示す図である。

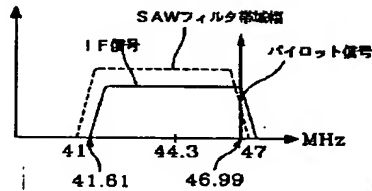
【符号の説明】

- 2 二重変換チューナ
- 4 SAWフィルタ
- 48 A/D変換器
- 50 搬送波復旧装置
- 64 周波数誤差速応検出部
- 66 周波数誤差精密検出部

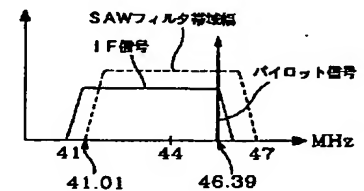
【図3】



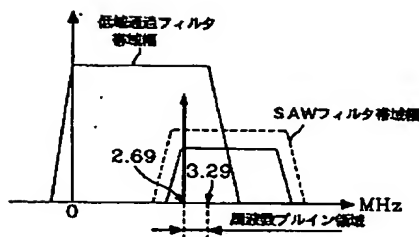
【図4】



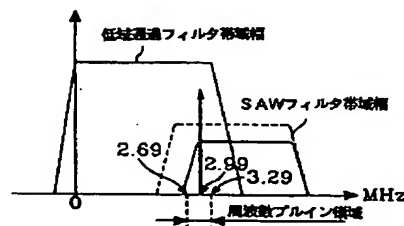
【図5】



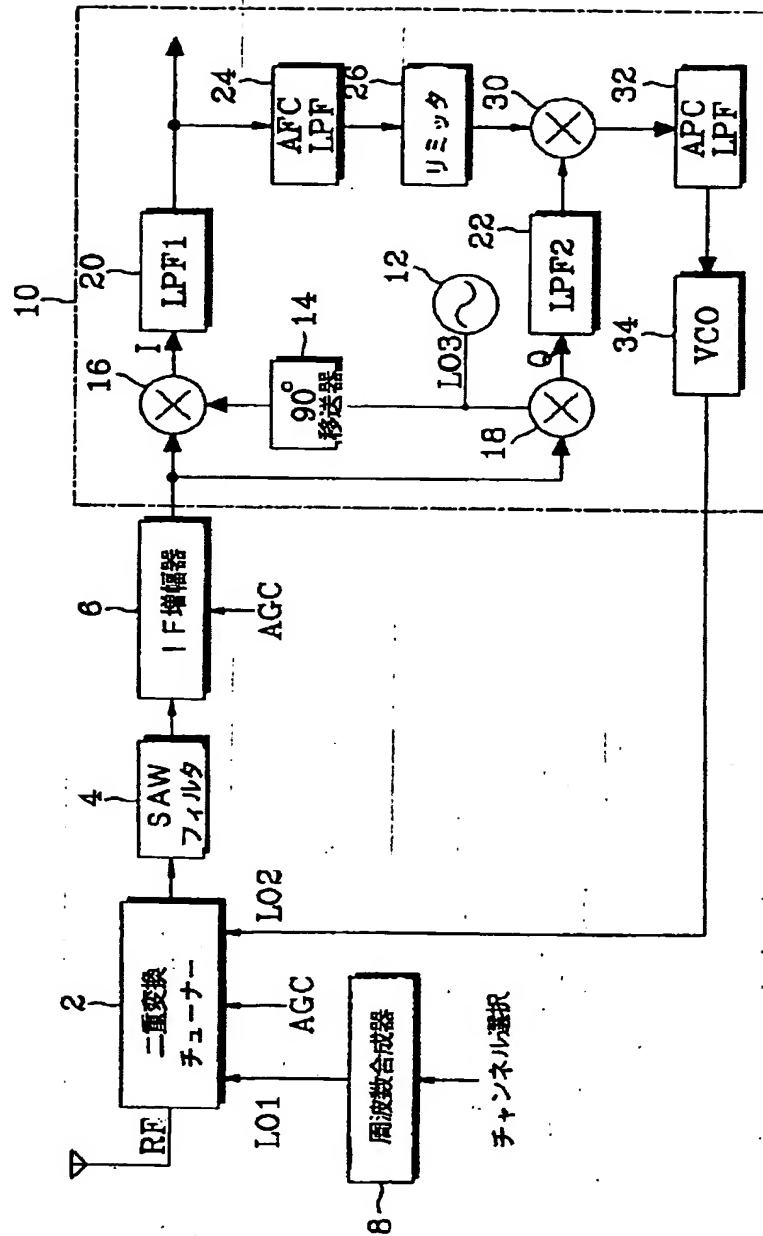
【図6】



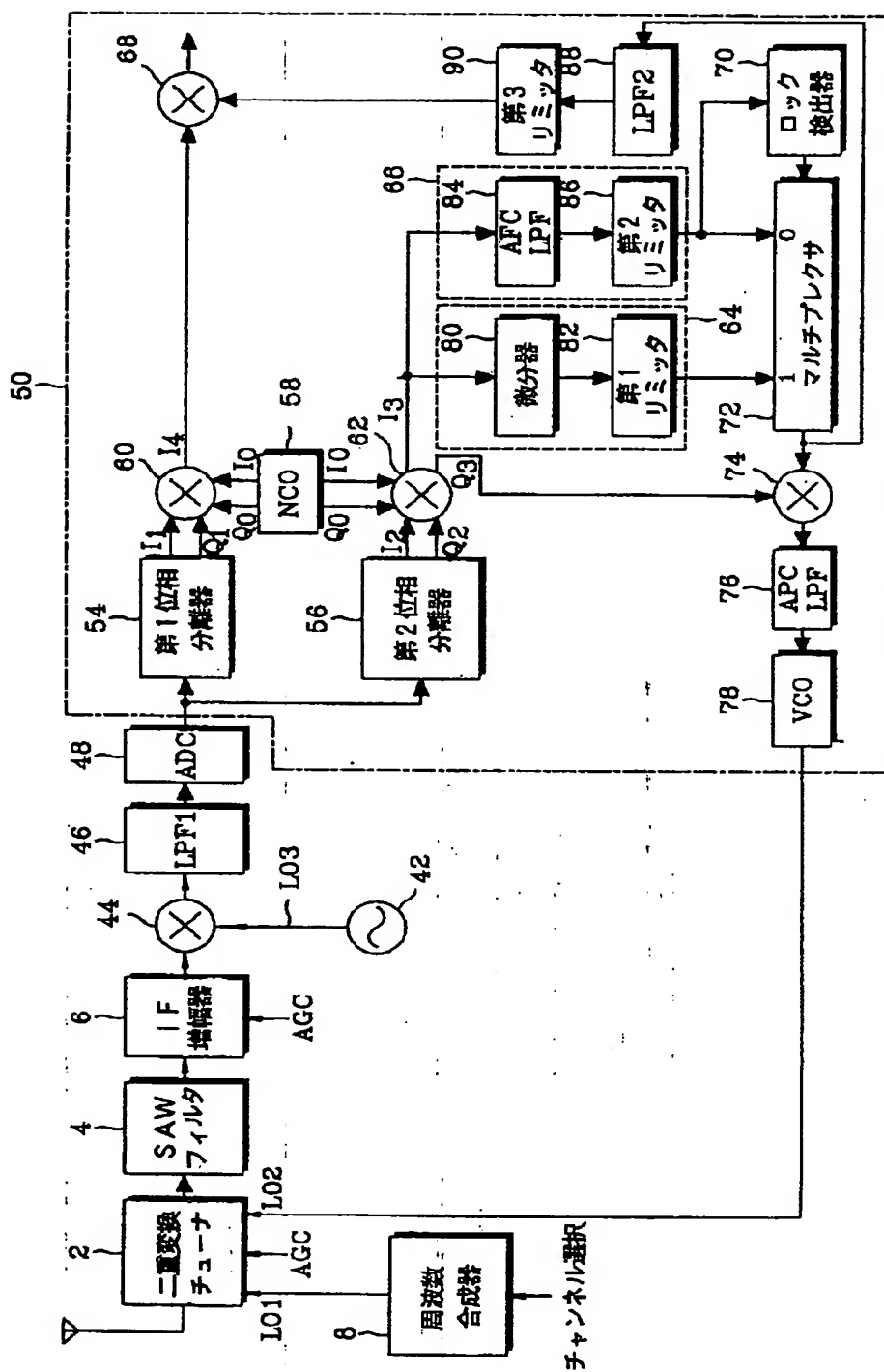
【図7】



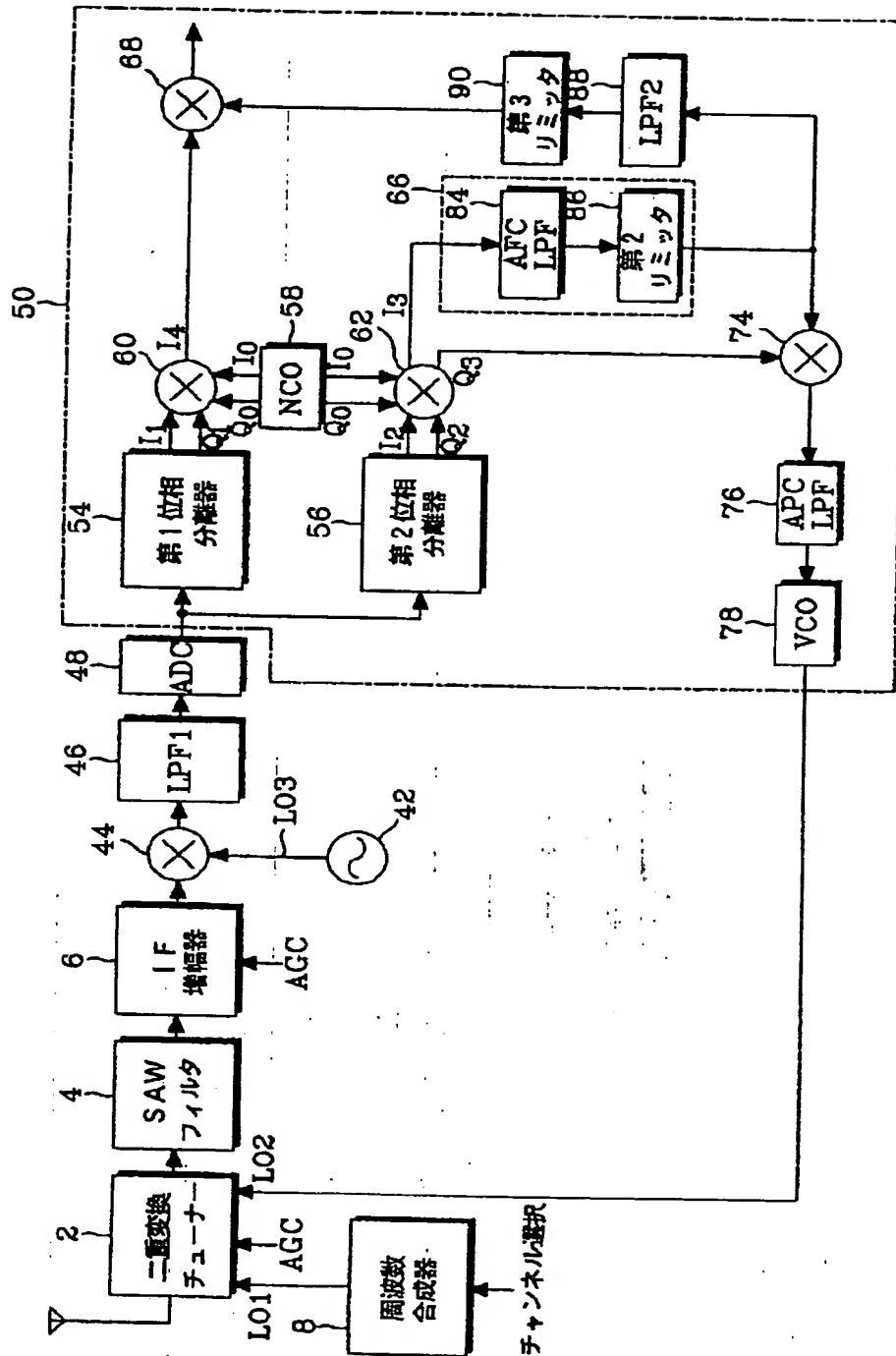
【図1】



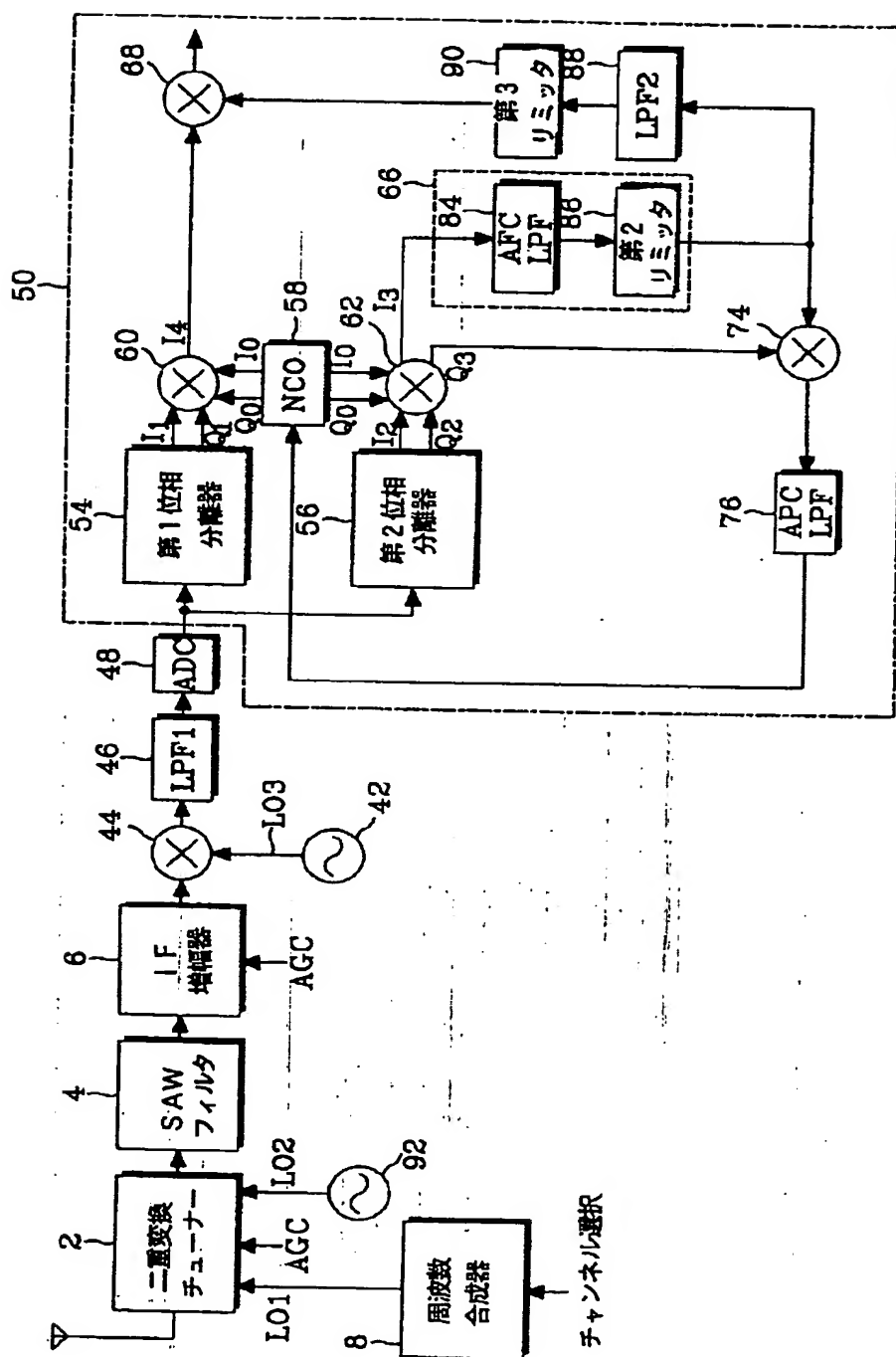
- 11 -



【図8】



- 13 -



【図10】

